

# Modélisation de Réseaux Plans d'Antennes Microrubans par des Circuits Equivalents

N. Hassaine, F. T. Bendimerad, N. Boukli-Hacène

Laboratoire de Télécommunications, Département d'Electronique Faculté des Sciences de l'Ingénieur,  
Université Abou-Bakr Belkaïd–Tlemcen, BP 230, Pôle Chetouane, 13000 Tlemcen, Algérie  
E-mail : bouklin@yahoo.com

**Résumé** - Cet article présente une analyse du rayonnement des réseaux périodiques d'antennes microrubans alimentées par ligne microruban. La modélisation électrique équivalente du réseau est basée sur le modèle de la ligne de transmission. A partir de cette modélisation, une formulation du courant d'excitation qui alimente chaque antenne est évaluée. Celui-ci sera fonction de la répartition spatiale des éléments du réseau.

Cette étude a la particularité de tenir compte de l'ensemble des paramètres physiques et géométriques caractérisant ces réseaux, y compris les pertes dans le substrat diélectrique et les conducteurs métalliques. Des résultats du rayonnement de réseaux plans d'antennes microrubans sont présentés.

**Mots clés** - Antenne microruban, réseau d'antennes, alimentation, modèle équivalent, analyse.

## I- INTRODUCTION

Malgré la structure relativement simple de l'antenne microruban, son analyse reste complexe. La difficulté majeure réside dans la description exacte des effets de bords, sans laquelle la détermination des champs rayonnés par cette antenne ne peut être rigoureuse.

Une analyse de réseaux d'antennes microrubans, basée sur un modèle simplifié de la ligne de transmission et sans tenir compte de la présence des deux fentes aux extrémités des antennes a été déjà présentée [1].

Dans le cadre de cet article, nous cherchons à concevoir et à utiliser des modèles électriques équivalents simples et précis de réseaux d'antennes microrubans, qui permettent de tenir compte de l'ensemble des caractéristiques géométriques, électriques et technologiques des éléments rayonnants et de leurs alimentations.

Une analyse de ces réseaux d'antennes à partir du modèle équivalent de la ligne de transmission [2] est envisagée.

A partir de la modélisation du réseau (sources rayonnantes et système d'alimentation) par des circuits électriques équivalents, la loi d'excitation acheminée à l'ensemble des éléments du réseau est fonction de leur distribution spatiale.

L'analyse du fonctionnement du réseau d'antennes microrubans, ainsi modélisé, consiste à déterminer le champ rayonné par celui-ci pour une géométrie donnée et une loi d'alimentation déterminée à partir de la répartition spatiale des sources. Cette analyse permet de montrer

l'influence des trois paramètres (positions, amplitude et phase d'alimentation) sur le diagramme de rayonnement résultant. Dans ce cas, lorsqu'on agit sur le paramètre positions des sources, on modifie la loi d'alimentation attribuée à chaque antenne ; il en résulte des diagrammes de directivité de formes variées.

Nous proposons ici une analyse de réseaux plans d'antennes microrubans à partir du modèle équivalent de la ligne de transmission. Celui-ci consiste à considérer l'élément microruban comme deux fentes rayonnantes séparées par une ligne de transmission de même longueur.

Cette modélisation permet d'élaborer une formulation du champ rayonné dans laquelle la loi d'alimentation dépend non seulement de la distribution des éléments, mais aussi des pertes engendrées par le substrat et les conducteurs métalliques de la structure.

## II. MODELE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION

Considérons une antenne microruban de forme rectangulaire, de longueur  $L$  et de largeur  $W$  déposée sur un substrat d'épaisseur  $h$  et de permittivité relative  $\epsilon_r$ . Le modèle de la ligne de transmission consiste à considérer l'antenne comme étant un réseau constitué par deux fentes rayonnantes séparées par une ligne de transmission de même longueur que l'antenne [2,3], comme le montre la figure 1.

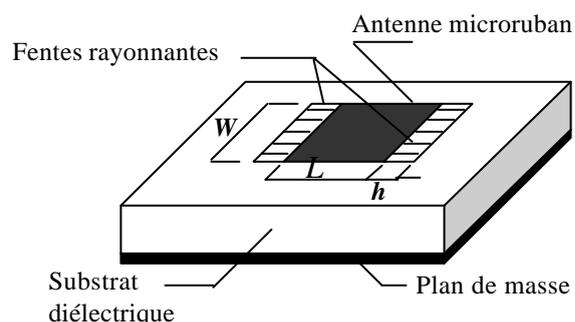


Fig. 1. Principe du modèle de la ligne de transmission

En appliquant le principe d'équivalence d'Huygen's[4], le rayonnement engendré par chacune des deux ouvertures rectangulaires de part et d'autre de l'antenne est déterminé. Le rayonnement total produit par l'antenne sera celui d'un réseau constitué par deux sources rectangulaires séparées par la distance  $L_e$ , longueur équivalente de l'antenne définie par :

$$L_e = L + 2 \Delta L \quad (1)$$

avec :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2)$$

où  $\epsilon_{\text{reff}}$  est la permittivité effective de la structure [2].

Ainsi, les champs rayonnés par l'antenne microruban modélisée par le modèle de la ligne de transmission sont définis par les relations suivantes [4] :

- plan E :

$$E_\phi = j \frac{h W k_0 E_0 e^{-j k_0 r}}{2 \pi r} \left[ \cos \theta \frac{\sin \left( \frac{k_0 W}{2} \sin \theta \right)}{\frac{k_0 W}{2} \sin \theta} \right] \quad (3)$$

- plan H :

$$E_\theta = 2 j \frac{h W k_0 E_0 e^{-j k_0 r}}{2 \pi r} \left[ \frac{\sin \left( \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta} \right] \cdot \cos \left( \frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \right) \quad (4)$$

Si on considère que l'antenne est alimentée à son extrémité par une ligne microruban, et si on néglige le couplage entre les deux fentes rayonnantes, le modèle électrique équivalent à l'antenne microruban peut être représenté par une ligne de transmission de mêmes caractéristiques, qui se termine au niveau de ses deux extrémités par une admittance équivalente parallèle  $Y_s$ , de conductance  $G$  et de susceptance  $B$  modélisant la fente de rayonnement, comme le montre la figure 2.

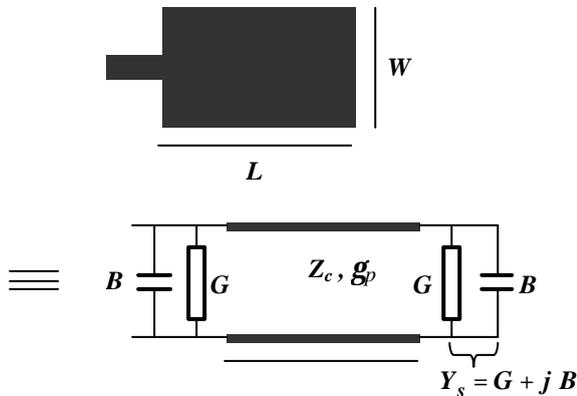


Fig. 2. Antenne microruban rectangulaire et son circuit électrique équivalent

Les grandeurs  $G$  et  $B$  sont obtenues à partir des formules suivantes [4] :

$$G = \frac{W}{120 I_0} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad (5)$$

$$B = \frac{W}{120 \lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] \quad \text{pour} \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (6)$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide.

### III. MODELISATION D'UN RESEAU RECTILIGNE ALIMENTE A L'EXTREMITÉ

Le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes microrubans dépend de la détermination du courant d'alimentation acheminé vers chaque antenne. Un calcul rigoureux de ce courant d'excitation peut être effectué en exploitant le modèle électrique équivalent de la ligne de transmission appliqué à l'ensemble des éléments constituant le réseau, c'est à dire les éléments rayonnants et les lignes d'alimentation de chacun d'eux. Deux configurations de réseaux rectilignes sont proposées, selon l'emplacement de l'alimentation. La première consiste à alimenter le réseau d'antennes à son extrémité par ligne microruban. Dans la seconde, l'alimentation est fixée au centre du réseau.

Considérons un réseau rectiligne constitué de  $N$  antennes microrubans et alimenté à son extrémité (fig. 3 – dernière page). Les éléments du réseau sont remplacés par leurs circuits électriques équivalents (fig.2), la ligne microruban d'alimentation est elle aussi modélisée par une ligne de transmission de mêmes caractéristiques, propageant l'onde avec la constante de propagation complexe  $\gamma_g$ , comme le montre la figure 4.

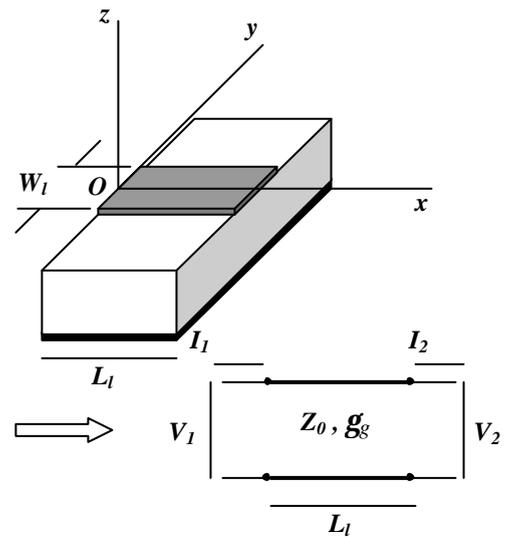


Fig. 4. Modèle équivalent d'une ligne microruban

Le circuit électrique équivalent au réseau d'antennes est représenté par la figure 5 (dernière page).

En plaçant une charge adaptée  $Z_0$  à l'extrémité du réseau, celui-ci fonctionnera en mode de propagation progressif. De ce fait, les matrices chaînes de l'antenne microruban et celle de la ligne d'alimentation sont simplifiées et évitent des calculs longs et complexes. Signalons au passage que le fait d'adapter l'extrémité de la structure n'empêche pas les réflexions aux points de jonctions ligne – élément rayonnant, mais la complexité des calculs nous a amené à les négliger.

D'après la théorie des lignes de transmission en ondes progressives, la matrice chaîne du tronçon de ligne est définie par :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_g L_1} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_g L_1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

De même pour l'antenne microruban :

$$[A_p] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Y_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma_p L} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_p L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Y_s & 1 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_p L} & 0 \\ -2 Y_s e^{-\gamma_p L} & e^{-\gamma_p L} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Cette modélisation conduit à la détermination du courant d'excitation à l'entrée de chaque élément du réseau.

De manière générale, le courant à l'entrée du  $i^{\text{ème}}$  élément peut s'écrire sous la forme :

$$I(x_{2i-1}) = e^{\sum_{m=1}^{2i-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_m (-1)^{m+1} - \gamma_g x_{2i-1}} \cdot [1 - 2(i-1) Y_s Z_c] I(0) \quad i=1, \dots, N \quad (9)$$

où  $Z_c$  est l'impédance vue à l'entrée du réseau rectiligne,  $g_p$  et  $g_g$  sont respectivement les constantes de propagation complexes dans l'antenne et la ligne d'alimentation.

L'expression de l'impédance ou l'admittance d'entrée du réseau va non seulement dépendre des caractéristiques de la structure, mais aussi des positions des éléments du réseau. D'après la figure 6, un calcul rigoureux de cette impédance peut s'effectuer en appliquant la relation (10).

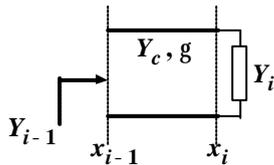


Fig. 6. Admittance ramenée par une ligne de transmission

$$Y_{i-1} = Y_c \frac{Y_i + Y_c \tanh[\gamma(x_i - x_{i-1})]}{Y_c + Y_i \tanh[\gamma(x_i - x_{i-1})]} \quad (10)$$

Ainsi, la pondération complexe d'alimentation de chaque élément  $i$  présentera une amplitude et une phase

qui seront fonction de la répartition spatiale des sources rayonnantes.

De manière générale, le diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne à  $N$  éléments alimenté par une loi de pondération  $W_a$  s'écrit :

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N W_{ai} e^{j k_0 \sin \theta \cos \varphi x_{2i-1}} \quad (11)$$

sachant que  $f(\theta, \varphi)$  est le diagramme de rayonnement de la source isolée.

En appliquant la relation (9), son expression devient :

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N e^{\phi - \gamma_g x_{2i-1}} (1 - 2(i-1) Y_s Z_c) e^{j k_0 \sin \theta \cos \varphi x_{2i-1}} I(0) \quad (12)$$

$$\text{avec : } f = \sum_{m=1}^{2i-2} (g_p - g_g) x_m (-1)^{m+1}$$

Les constantes complexes de propagation dans l'antenne et la ligne d'alimentation sont définies par les relations suivantes :

$$\gamma_p = \alpha_p + j k_p \quad \text{et} \quad \gamma_g = \alpha_g + j k_g \quad (13,14)$$

où  $\alpha_p$  et  $\alpha_g$  sont respectivement les facteurs d'atténuation de l'antenne et de la ligne dus aux pertes dans le conducteur métallique et le substrat diélectrique,  $k_p$  et  $k_g$  sont respectivement les constantes de propagation guidée dans l'antenne et dans la ligne.

En première approximation, les facteurs d'atténuation sont négligés et considérés comme étant nuls. Dans le cas réel, les pertes dans le substrat diélectrique et dans les métaux conducteurs existent et doivent être prises en considération. Le facteur d'atténuation global  $a$  se décompose en un facteur d'atténuation dans le métal  $a_c$  et en autre dans le substrat diélectrique  $a_d$  [6, 7]. Ainsi, on peut écrire :

$$a_{p.g} = a_{c(p.g)} + a_{d(p.g)} \quad (15)$$

#### IV. MODELISATION DE RESEAUX BIDIMENSIONNELS

L'intérêt des réseaux bidimensionnels est qu'ils permettent de pointer le rayonnement principal dans n'importe quelle direction de l'espace, ce qui justifie leur utilisation dans les applications qui nécessitent une exploration bidimensionnelle tels que les radars.

Nous envisageons l'analyse d'un réseau plan constitué par un ensemble de sous réseaux d'antennes microrubans alimentées en série par ligne microruban. Le courant d'alimentation sera réparti et acheminé vers l'ensemble des sous réseaux à travers des discontinuités microrubans (jonction coude, jonction T). Une modélisation par circuits électriques équivalents du système d'alimentation du réseau plan va permettre l'étude du fonctionnement

d'un tel réseau. Nous présentons ici les étapes qui permettent d'obtenir le diagramme de rayonnement du réseau plan à partir de celui du réseau rectiligne.

Notre étude se limite au cas d'un réseau plan alimenté au coin, constitué par  $M$  sous réseaux; chaque sous réseau étant formé par  $N$  éléments rayonnants disposés selon la direction  $Ox$ (fig.7).

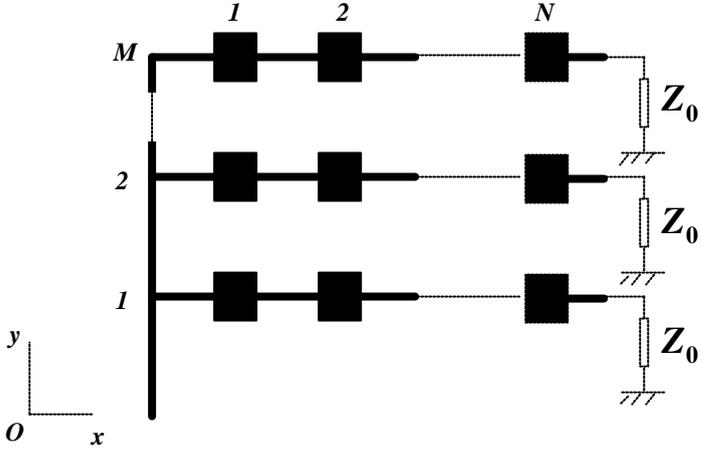


Fig. 7 Réseau plan alimenté au coin

Une formulation du diagramme de rayonnement de chaque sous réseau, modélisé par des circuits électriques équivalents, a déjà été effectuée au paragraphe précédent. En introduisant la modélisation par circuits électriques de l'ensemble des discontinuités microrubans [8] du système d'alimentation, une extension de cette formulation au réseau plan peut être réalisée.

L'expression du diagramme de rayonnement d'un réseau plan est donnée par la relation suivante :

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N W_{aij} e^{j k_0 \sin \theta (x_i \cos \varphi + y_j \sin \varphi)} \quad (16)$$

où  $W_{aij}$  est la pondération complexe d'alimentation de chaque élément du réseau. Cette dernière peut s'écrire sous la forme suivante :

$$W_{aij} = W_{ai} \cdot W_{aj} \quad (17)$$

sachant que  $W_{ai}$  et  $W_{aj}$  sont respectivement les coefficients d'excitation selon les directions  $Ox$  et  $Oy$ .

A cause de la complexité des calculs et de la taille des expressions des impédances et des courants résultants nous nous sommes limités à un réseau plan alimenté au coin et constitué par trois sous réseaux rectilignes (fig. 7). En exploitant la symétrie par rapport à l'axe  $Ox$ , on pourra aussi considérer un réseau à six réseaux rectilignes.

L'application du modèle de la ligne de transmission sur l'ensemble des éléments constituant chaque sous réseau a abouti à la formulation du courant d'excitation à l'entrée de chaque antenne microruban (9). Celui-ci s'écrit sous la forme :

$$I(x_{2i-1}) = e^{\sum_{m=1}^{2i-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_m} (-1)^{m+1} - \gamma_g x_{2i-1} \cdot [1 - 2(i-1) Y_s Z_e] I(0) \quad (18)$$

avec :  $Y_s$  est l'admittance de la fente rayonnante,  $Z_e$  est l'impédance d'entrée de chaque sous réseau (fonction non linéaire du vecteur position  $X$ ) et  $I(0)$  est le courant alimentant l'extrémité du sous réseau.

Dans le cas présent, chacun des trois sous réseaux n'est plus alimenté par le courant  $I(0)$ , mais par  $I(y_1)$ ,  $I(y_2)$  et  $I(y_3)$  respectivement. De ce fait, le diagramme de rayonnement total du réseau plan peut s'écrire sous la forme :

$$F_s(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{\max}} \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N e^{\Phi - \gamma_g x_{2i-1}} (1 - 2(i-1) Y_s Z_e) \cdot e^{j k_0 \sin \theta (\cos \varphi x_{2i-1} + \sin \varphi y_j)} I(y_j) \quad (19)$$

avec :

$$f = \sum_{m=1}^{2i-2} (\mathbf{g}_p - \mathbf{g}_g) x_m (-1)^{m+1}$$

Pour déterminer les expressions des courants d'excitation  $I(y_j)$ , acheminé à chaque sous réseau, une modélisation par circuits électriques équivalents du système d'alimentation s'impose. Chaque sous réseau sera représenté par son impédance d'entrée  $Z_e$ . On obtient ainsi la configuration donnée par la figure 8(dernière page).

Les différentes matrices chaînes propre à chaque portion des circuits d'alimentation  $A_c$ ,  $A_{Tg}$  et  $A_{Td}$  sont données par les travaux de Sali [6, 8].

La figure 9 représente les résultats d'analyse d'un réseau plan alimenté au coin à 18 éléments rayonnants tracés dans le plan  $\varphi = 45^\circ$ . On y représente également le résultat obtenu par le modèle simplifié de Kadri [1] pour la même configuration du réseau.

Du point de vue directivité les diagrammes des deux modèles sont très comparables. On note cependant une atténuation dans le niveau des lobes secondaires de -10dB pour le modèle simplifié et à -14 dB pour notre cas.

La figure 10 représente les résultats d'analyse d'un réseau plan symétrique alimenté au coin à 72 éléments rayonnants schématisé par le diagramme de rayonnement tracé dans le plan  $\varphi = 45^\circ$ .

On remarque dans ce cas que le 1<sup>er</sup> lobe secondaire a une valeur de -19.5 dB par rapport au maximum de rayonnement, ce qui est nettement meilleur en comparaison avec celui du modèle simplifié -16.8 dB

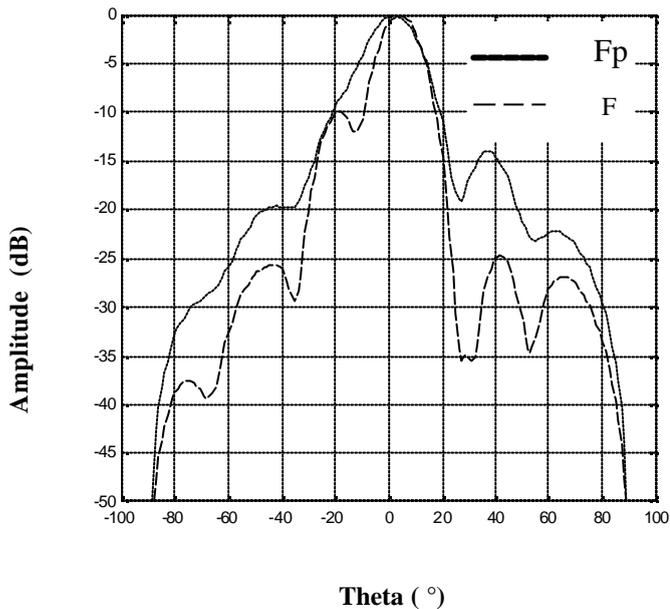


Fig. 13. Diagrammes de rayonnement d'un réseau plan à 18 éléments alimenté à l'extrémité (plan  $\phi = 45^\circ$ ),  $dx = \lambda_g/2$  and  $dy = \lambda_g$   
 Fp : Modèle avec pertes F : Modèle simplifié avec pertes [1]

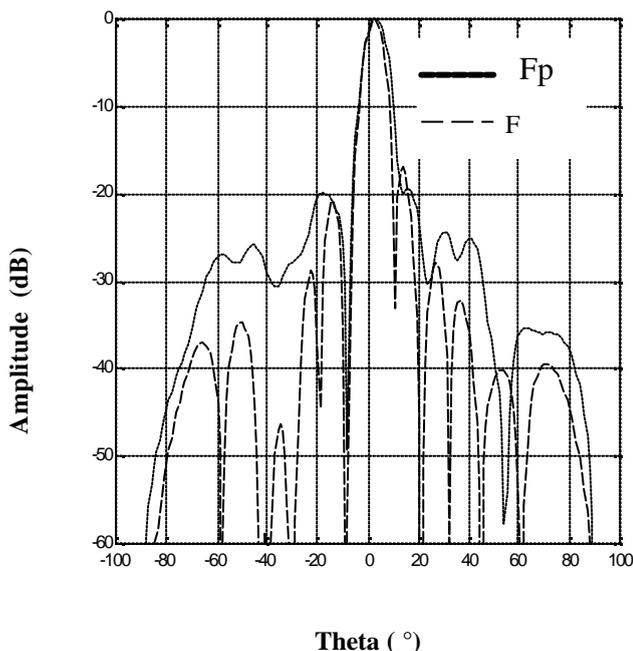


Fig. 14. Diagrammes de rayonnement d'un réseau plan symétrique à 72 éléments (plan  $\phi = 45^\circ$ ),  $dx = \lambda_g/2$  and  $dy = 1.1 \lambda_g$   
 Fp : Modèle avec pertes F : Modèle simplifié avec pertes [1]

La différence obtenue entre le diagramme de rayonnement de notre modèle et celui du modèle simplifié pour le même réseau d'antennes s'explique par le fait que ce dernier ne tient pas compte des effets des fentes rayonnantes de chaque élément puisqu'il modélise l'antenne par une simple ligne de transmission de même longueur. Les lobes principaux de rayonnement des 2 modèles s'accordent parfaitement. On note cependant une atténuation des niveaux des lobes secondaires pour notre cas.

## V. CONCLUSION

Une analyse d'antennes microrubans en réseaux périodiques à l'aide de modèles équivalents a été présentée.

Le modèle de la ligne de transmission est un modèle simple et précis qui s'applique parfaitement aux antennes microrubans de forme rectangulaire. A l'aide de ce modèle, l'analyse de réseaux d'antennes microrubans est basée sur des circuits électriques équivalents. Ceux-ci permettent de déterminer aisément les expressions des courants d'excitation au niveau de chaque source rayonnante et par conséquent, l'évaluation du diagramme de directivité du réseau d'antennes.

Les résultats obtenus présentent de meilleures caractéristiques de rayonnement du point de vue directivité et niveau de lobes secondaires, en comparaison avec ceux obtenus par la modélisation simplifiée par ligne de transmission.

La modélisation présentée prend en considération l'ensemble des paramètres géométriques et électriques des réseaux d'antennes microrubans et de leurs systèmes d'alimentations, ainsi que les effets de pertes dans la structure.

## REFERENCES

- [1] B. KADRI, F.T. BENDIMERAD, E. CAMBIAGGIO « Modelisation of the feed network. Application to synthesis unequally spaced microstrip antennas arrays » International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA' 99, Torino, Italy, September 1999, pp. 371 – 374.
- [2] H.PUES, A. VAN DE CAPELLE "Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna", IEE Microwave, Antennas and Propagation Proceedings, vol. 131, Pt. H, n° 6, pp. 334-340, December 1984.
- [3] Y.M. JO "Theoretical analysis of microstrip patch antenna using transmission line models" ASL Technical report, Florida Institute of Technology, (1998), n°17
- [4] C. BALANIS "Antenna theory – Analysis and synthesis" John Wiley & Sons, INC., 1997.
- [5] E.O. HAMMERSTAD "Equation for microstrip circuit design European Microwave Conference, Hambourg, Germany, Symposium Proceeding, pp. 268-272, September 1975
- [6] B. C. WADELL "Transmission line design handbook" Artech House, Boston, London, 1991.
- [7] J.F. ZURCHER, F.E. GARDIOL "Broadband patch antennas" Artech House, Boston, London 1995.
- [8] S. SALI "Modelling of resistive and geometrical discontinuities in microstrip interconnexions on integrated circuits" IEE Microwave, Antennas and Propagation Proceedings, Pt. H, Vol. 137, No. 5, pp. 285-292, 1989.

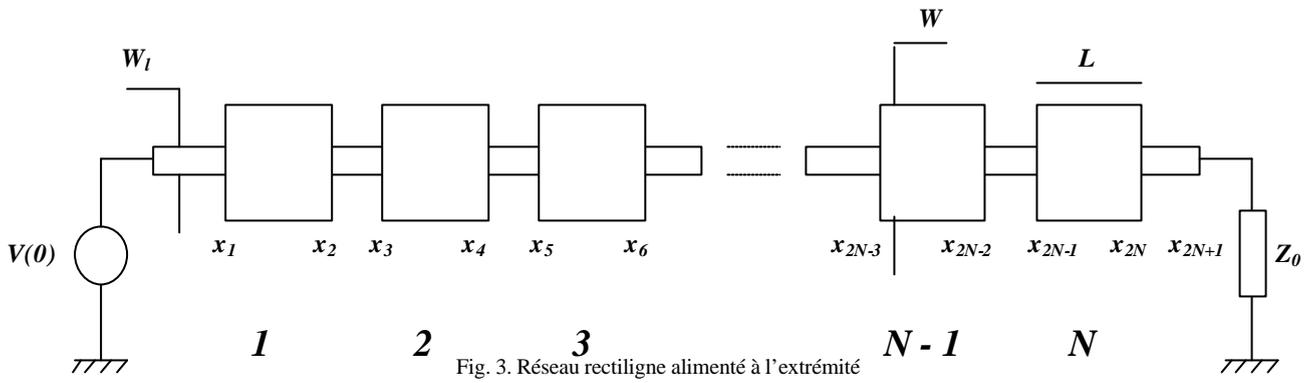


Fig. 3. Réseau rectiligne alimenté à l'extrémité

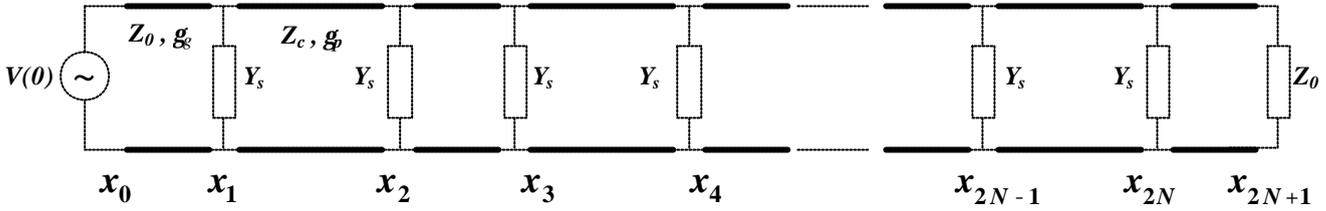


Fig. 5. Schéma électrique équivalent du réseau d'antennes microrubans

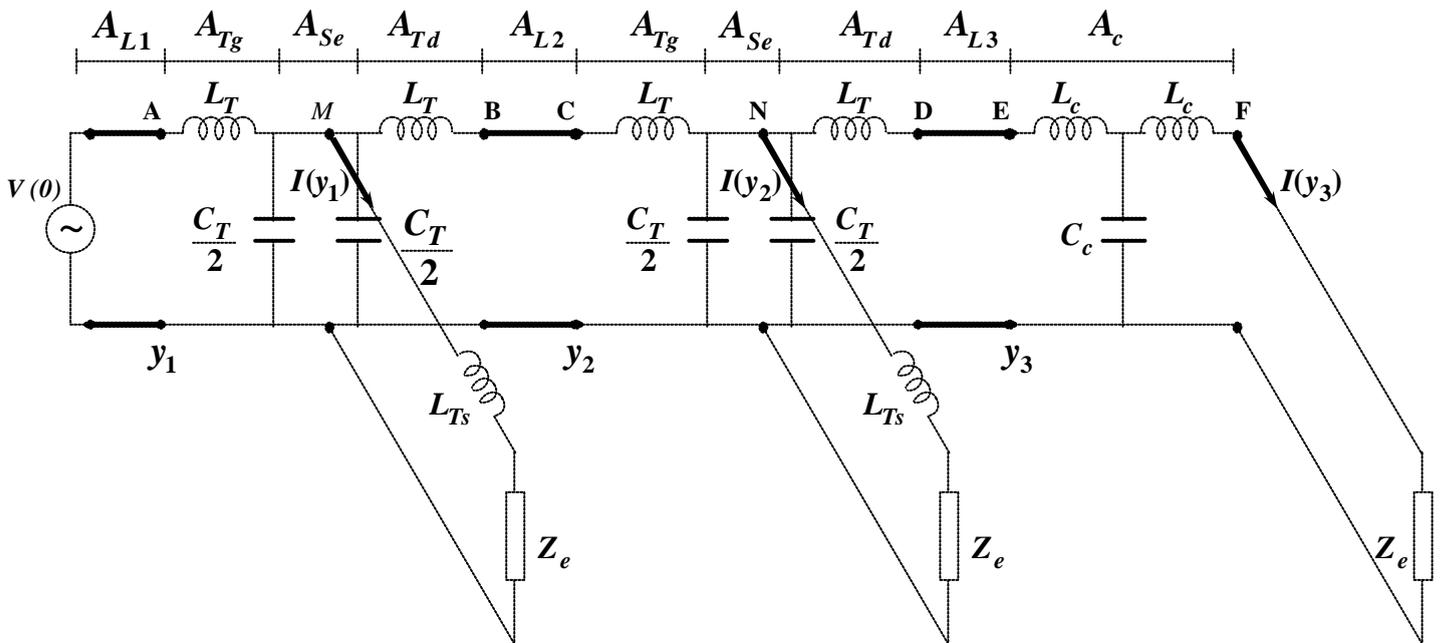
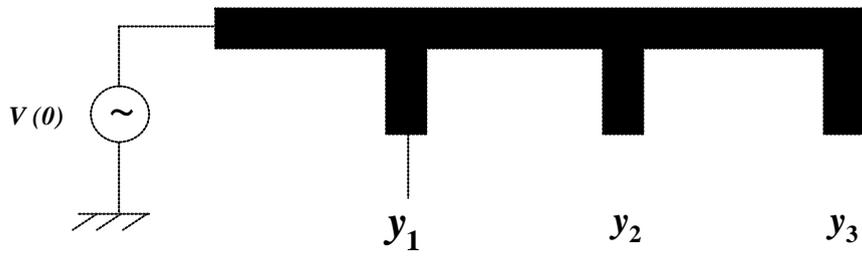


Fig. 8. Modélisation par circuits équivalents d'un réseau plan à trois sous réseaux